

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 05-114823

(43)Date of publication of application : 07.05.1993

(51)Int.Cl.

H03D 7/12
H03F 3/45

(21)Application number : 03-302340

(71)Applicant : NEC CORP

(22)Date of filing : 22.10.1991

(72)Inventor : KIMURA KATSUHARU

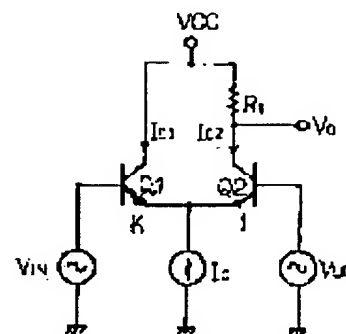
(54) FREQUENCY MIXER CIRCUIT

(57)Abstract:

PURPOSE: To provide the frequency mixer circuit which consists of a small number of elements and can operate with even a low voltage.

CONSTITUTION: Transistors(TR) Q1 and Q2 are an unbalanced differential couple of TRs whose common connected emitters are set to a K:1 size ratio ($K>1$) and a constant current source I0 is driven, but a 1st AC signal (voltage VIN) is applied to the base of the Q1 and a 2nd AC current (voltage VLO) is applied to the base of the Q2. Here, $-IC1=(\alpha FI0+\Delta I)/2$ and $IC2=(\alpha FI0-\Delta I)/2$ hold and $IC1-IC2=\Delta I$ includes the components of the sum of and difference between two frequencies fIN and fLO.

The components of the sum of and difference between the two frequencies fIN and fLO are converted by a load resistance RL into voltages because of $V0=VCC-RLIC2$.



LEGAL STATUS

[Date of request for examination] 27.10.1995

[Date of sending the examiner's decision of rejection] 08.06.1999

[Kind of final disposal of application other than the examiner's decision of rejection or application converted registration]

[Date of final disposal for application]

[Patent number]

[Date of registration]

[Number of appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of requesting appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of extinction of right]

Copyright (C); 1998,2000 Japan Patent Office

* NOTICES *

Japan Patent Office is not responsible for any damages caused by the use of this translation.

1. This document has been translated by computer. So the translation may not reflect the original precisely.
2. **** shows the word which can not be translated.
3. In the drawings, any words are not translated.

CLAIMS

[Claim(s)]

[Claim 1] differential pair transistor which emitter size becomes from the transistor which is two [different, respectively]; ; by which it has the constant current source and; which drive the aforementioned differential pair transistor, and, as for the aforementioned differential pair transistor, the 1st alternating current signal is impressed to the base of one transistor, and the 2nd alternating current signal is impressed to the base of the transistor of another side — frequency mixer circuit characterized by things

[Translation done.]

* NOTICES *

Japan Patent Office is not responsible for any damages caused by the use of this translation.

1.This document has been translated by computer. So the translation may not reflect the original precisely.

2.**** shows the word which can not be translated.

3.In the drawings, any words are not translated.

DETAILED DESCRIPTION

[Detailed Description of the Invention]

[0001]

[Industrial Application] this invention relates to the frequency mixer circuit which starts a frequency mixer circuit, especially is formed in a bipolar accumulation time on the street.

[0002]

[Description of the Prior Art] The conventional frequency mixer circuit is the reference voltage V_F of the current source (Q13) of the differential amplifier (Q11, Q12), as shown in drawing 2 . The 1st signalling frequency (voltage V_{IN}) is made to superimpose. the composition which impresses the 2nd signalling frequency (voltage V_{LO}) to the opposite input of the differential amplifier -- or As shown in drawing 3 , it is the composition of impressing the 1st signalling frequency (voltage V_{IN}) to the 1st input pair of the analog multipliers 31, such as the Gilbert multiplier, and impressing the 2nd signalling frequency (voltage V_{LO}) to the 2nd input pair. Hereafter, each circuit is explained in order.

[0003] In drawing 2 , the current characteristic of the junction diode which constitutes a transistor is expressed with a formula 1. In addition, it sets to a formula 1 and is I_E . An emitter current and information separator For the saturation current and q , a unit electron charge and V_{BE} are [a Boltzmann's constant and T of the voltage between base emitters and k] absolute temperature.

[0004]

[Equation 1]

$$I_E = I_S \left\{ \exp\left(\frac{q V_{BE}}{k T}\right) - 1 \right\}$$

[0005] if [here] $V_T = kT/q$ -- $V_{BE} \gg V_T$ it is . Therefore, in a formula 1 if $\exp(V_{BE}/V_T) \gg 1$, it is emitter-current I_E . It can approximate like a formula 2.

[0006]

[Equation 2]

$$I_E \simeq I_S \exp\left(\frac{V_{BE}}{V_T}\right)$$

[0007] At this time, it is collector-current I_{C13} of a transistor Q13. It becomes like a formula 3.

[0008]

[Equation 3]

$$I_{C13} = I_{S13} \exp\left(\frac{V_F + V_{IN}}{V_T}\right)$$

[0009] And constant current source I_0 When it sets like a formula 4, it is collector-current I_{C13} . It becomes like a formula 5.

[0010]

[Equation 4]

$$I_o = I_{s13} \exp\left(\frac{V_F}{V_T}\right)$$

[0011]

[Equation 5]

$$I_{c13} = I_o \exp\left(\frac{V_{IN}}{V_T}\right)$$

[0012] Moreover, input voltage VLO is the difference of the voltage VBE11 between base emitters of a transistor Q11, and the voltage VBE12 between base emitters of a transistor Q12, as shown in a formula 6.

[0013]

[Equation 6]

$$V_{BE11} - V_{BE12} = V_{LO}$$

[0014] VBE11 and VBE12 -- a formula 7 -- said -- 8 -- like -- assuming -- moreover, the formula 7 -- said -- information separator11 in 8 information separator12 As shown in a formula 9, when it assumes that it is equal, the input voltage VLO of a formula 6 can be expressed like a formula 10. [then,]

[0015]

[Equation 7]

$$V_{BE11} = V_T \ln \left(\frac{I_{c11}}{I_{s11}} \right)$$

[0016]

[Equation 8]

$$V_{BE12} = V_T \ln \left(\frac{I_{c12}}{I_{s12}} \right)$$

[0017]

[Equation 9]

$$I_{s11} = I_{s12}$$

[0018]

[Equation 10]

$$V_T \ln \left(\frac{I_{c11}}{I_{c12}} \right) = V_{LO}$$

[0019] Moreover, alphaF When it is a current amplification factor, it is collector-current IC11. This IC12 The sum serves as a formula 11.

[0020]

[Equation 11]

$$I_{c11} + I_{c12} = \alpha_F I_{c13}$$

[0021] consequently, the formula 10 -- said -- collector-current IC11 from 11, and this IC12 a formula 12 -- said -- it can be found with 13

[0022]

[Equation 12]

$$I_{c11} = \frac{\alpha_F I_{c13}}{1 + \exp\left(-\frac{V_{LO}}{V_T}\right)}$$

[0023]

[Equation 13]

$$I_{C12} = \frac{\alpha_F I_{C13}}{1 + \exp\left(\frac{V_{LO}}{V_T}\right)}$$

[0024] Therefore, difference current ΔI_1 of both collector currents I_C can express with a formula 14.

[0025]

[Equation 14]

$$\Delta I_1 = I_{C1} - I_{C2}$$

$$= \alpha_F I_{C13} \tanh\left(\frac{V_{LO}}{2 V_T}\right)$$

[0026] Here, since $\tanh x$ is expressed like a formula 15 and $\exp x$ is expressed like a formula 16, when a formula 14 is developed using this, a formula 17 is obtained and the term of input voltage V_{IN} and product $V_{IN} \cdot V_{LO}$ of this V_{LO} is included in difference current ΔI_1 .

[0027]

[Equation 15]

$$\tanh x = x - \frac{1}{3}x^3 + \dots \quad (|x| \ll 1)$$

[0028]

[Equation 16]

$$\exp x = 1 + \frac{x}{1!} + \frac{x^2}{2!} + \dots$$

[0029]

[Equation 17]

$$\begin{aligned} \Delta I_1 &= \alpha_F I_o \left(1 + \frac{V_{IN}}{V_T} + \frac{1}{2} \frac{V_{IN}^2}{V_T^2} + \dots \right) \left(\frac{V_{LO}}{2 V_T} - \frac{1}{3} \frac{V_{LO}^3}{8 V_T^3} + \dots \right) \\ &= \alpha_F I_o \left(\frac{V_{LO}}{2 V_T} - \frac{1}{24} \frac{V_{LO}}{V_T^3} + \frac{V_{IN} \cdot V_{LO}}{2 V_T^2} - \frac{V_{IN} \cdot V_{LO}^3}{24 V_T^4} + \frac{V_{IN}^2 \cdot V_{LO}}{4 V_T^3} \right. \\ &\quad \left. - \frac{V_{IN}^2 \cdot V_{LO}^3}{48 V_T^5} + \dots \right) \end{aligned}$$

[0030] Then, if a formula 18 and input voltage V_{LO} are set for input voltage V_{IN} like a formula 19, product $V_{IN} \cdot V_{LO}$ will serve as a formula 20, and the sum of 2 cycle (f_{IN} , f_{LO}) and the component of a difference will be obtained. And the factor which specifies the frequency characteristic is the frequency characteristic (f_T) of the transistor used chiefly so that clearly from a formula 20. That is, it is a frequency mixer circuit with a good RF property.

[0031]

[Equation 18]

$$V_{IN} = |V_{IN}| \cos 2\pi f_{IN} t$$

[0032]

[Equation 19]

$$V_{LO} = |V_{LO}| \cos 2\pi f_{LO} t$$

[0033]

[Equation 20]

$$V_{IN} \cdot V_{LO} = \frac{1}{2} |V_{IN}| |V_{LO}| [\cos \{2\pi (f_{IN} + f_{LO}) t\} + \cos \{2\pi (f_{IN} - f_{LO}) t\}]$$

[0034] here — IC11 and IC12 the oak and these which are differential current — a formula 21 — said — it is expressed 22 and ΔI_1 is included, respectively That is, IC11 IC12 What is necessary is just to carry out voltage conversion. At drawing 2, it is IC12. Load resistance RL Voltage conversion is carried out.

[0035]

[Equation 21]

$$I_{C11} = \frac{1}{2} (\alpha_F I_0 + \Delta I_1)$$

[0036]

[Equation 22]

$$I_{C12} = \frac{1}{2} (\alpha_F I_0 - \Delta I_1)$$

[0037] Next, it sets to drawing 3 and is output voltage VO. It is expressed with a formula 23. In addition, in a formula 23, A is a unity gain.

[0038]

[Equation 23]

$$V_o = A V_{IN} V_{LO}$$

[0039] this — a formula 18 — said — if 19 is substituted, a formula 20 and the same formula 24 are obtained and this analog multiplier 31 is similarly used with the frequency mixer circuit

[0040]

[Equation 24]

$$V_o = \frac{A}{2} |V_{IN}| |V_{LO}| [\cos \{2\pi (f_{IN} + f_{LO}) t\} + \cos \{2\pi (f_{IN} - f_{LO}) t\}]$$

[0041]

[Problem(s) to be Solved by the Invention] There are the following problems in the conventional frequency mixer circuit mentioned above. First, it is difficult to make a signal superimpose on a constant current source in the circuit shown in drawing 2. Moreover, in the circuit shown in drawing 3, since the circuitry of a multiplier has many transistor counts, NF deteriorates, and unless it makes circuit current increase, a good RF property is not acquired.

[0042] The purpose of this invention can aim at reduction of degradation of NF, and is to offer the frequency mixer circuit from which a good RF property is acquired by the few consumed electric current.

[0043]

[Means for Solving the Problem] In order to attain the aforementioned purpose, the frequency mixer circuit of this invention has the composition like a degree. That is, the frequency mixer circuit of this invention is a differential pair transistor which emitter size becomes from the transistor which is two [different, respectively].; Constant current source which drives the

aforementioned differential pair transistor; It has, as for the aforementioned differential pair transistor, the 1st alternating current signal is impressed to the base of one transistor, and the 2nd alternating current signal is impressed to the base of the transistor of another side.; It is characterized by things.

[0044]

[Function] Next, an operation of the frequency mixer circuit of this invention constituted is explained like the above. A subject constitutes one differential pair transistor which emitter size becomes from the transistor which is two [different, respectively], i.e., the so-called unbalance differential pair transistor, from this invention. Therefore, reduction of the number of circuit elements can be aimed at, and degradation of NF decreases. Moreover, since it can operate by the low battery, a good RF property is acquired by the few consumed electric current.

[0045]

[Example] Hereafter, the example of this invention is explained with reference to a drawing. Drawing 1 shows the frequency mixer circuit concerning one example of this invention. This frequency mixer circuit is the constant current source I0 which drives one differential pair transistor (Q1, Q2) and this differential pair transistor. It has fundamentally, an alternating current signal (the 1st) (voltage VIN) is impressed to the base of one transistor Q1, and an alternating current signal (the 2nd) (voltage VLO) is impressed to the base of the transistor Q2 of another side.

[0046] here -- a transistor Q1 -- said -- although the size (area) of the emitter by which common connection is made constitutes an unbalance differential pair transistor different, respectively, Q2 sets the emitter size ratio to Q1:Q2=K:1 (K> 1), and explains operation below
[0047] Voltage V1 When it is input voltage VIN and the difference voltage of this VLO like a formula 25, it is this difference voltage V1. It is the difference of the voltage between base emitters of both transistors like a formula 26.

[0048]

[Equation 25]

$$V_1 = V_{IN} - V_{LO}$$

[0049]

[Equation 26]

$$V_1 = V_{BE1} - V_{BE2}$$

[0050] here -- the voltage between base emitters of both transistors -- the aforementioned formula 7 -- said -- the same formula 27 as 8 -- said -- it can express with 28

[0051]

[Equation 27]

$$V_{BE1} = V_T \ln \frac{I_{C1}}{I_{S1}}$$

[0052]

[Equation 28]

$$V_{BE2} = V_T \ln \frac{I_{C2}}{I_{S2}}$$

[0053] And about the saturation current information separator 1 and this information separator2, since an emitter size ratio is K, it is connected like a formula 29.

[0054]

[Equation 29]

$$I_{S1} = K I_{S2}$$

[0055] Therefore, the ratio of collector-current IC1 of both transistors and this IC2 serves as a formula 30.

[0056]

[Equation 30]

$$\frac{1}{K} \frac{I_{c1}}{I_{c2}} = \exp\left(\frac{V_1}{V_T}\right)$$

[0057] Moreover, α_F When it is a current amplification factor, the relation of a formula 31 between a constant current source I_0 , and collector-current I_{c1} of both transistors and this I_{c2} is.

[0058]

[Equation 31]

$$I_{c1} + I_{c2} = \alpha_F I_0$$

[0059] therefore, collector-current I_{c1} of both transistors and this I_{c2} — a formula 32 — said — it can be found with 33

[0060]

[Equation 32]

$$I_{c1} = \frac{\alpha_F I_0}{1 + \frac{1}{K} \exp\left(-\frac{V_1}{V_T}\right)}$$

[0061]

[Equation 33]

$$I_{c2} = \frac{\alpha_F I_0}{1 + K \exp\left(\frac{V_1}{V_T}\right)}$$

[0062] Here, it is V_T about K . V_K concerning this invention V_K which will start this invention if it uses and a definition is given like a formula 34 It can express like a formula 35.

[0063]

[Equation 34]

$$K = \exp\left(\frac{V_K}{V_T}\right)$$

[0064]

[Equation 35]

$$V_K = V_T \ln K$$

[0065] then, the formula 32 — said — 33 — respectively — a formula 36 — said — it can rewrite with 37

[0066]

[Equation 36]

$$I_{c1} = \frac{\alpha_F I_0}{1 + \exp\left(-\frac{V_1 + V_K}{V_T}\right)}$$

[0067]

[Equation 37]

$$I_{c2} = \frac{\alpha_F I_0}{1 + \exp\left(\frac{V_1 + V_K}{V_T}\right)}$$

[0068] Therefore, difference current ΔI of both collector currents can be expressed as a formula 38.

[0069]

[Equation 38]

$$\Delta I = I_{c1} - I_{c2}$$

$$= \alpha_F I_0 \tanh \left(\frac{V_1 + V_K}{2 V_T} \right)$$

[0070] And when it develops using the aforementioned formula 15, it becomes a formula 39 and is the difference voltage V1 in difference current delta I. The term of a square is included. This is given with the aforementioned formula 25. then, input voltage VIN and this VLO — the aforementioned formula 18 — said — if a definition is given like 19 — difference voltage V1 A square can be found with a formula 40.

[0071]

[Equation 39]

$$\Delta I = \alpha_F I_0 \left\{ \frac{V_1 + V_K}{2 V_T} - \frac{1}{3} \frac{(V_1 + V_K)^3}{8 V_T^3} \dots \right\}$$

$$= \alpha_F I_0 \left\{ \frac{V_1 + V_K}{2 V_T} - \frac{1}{24 V_T^3} (V_1^3 + V_K^3 + 3 V_K V_1^2 + 3 V_K^2 V_1) \dots \right\}$$

$$= -\frac{\alpha_F I_0}{V_T^3} \left\{ \frac{1}{24} V_K^3 - \frac{1}{2} V_T^2 V_K + \left(\frac{1}{8} V_K^2 - \frac{1}{2} V_T^2 \right) V_1 + \frac{1}{8} V_K V_1^2 \right.$$

$$\left. + \frac{1}{24} V_1^3 \dots \right\}$$

[0072]

[Equation 40]

$$V_1^2 = (V_{IN} - V_{LO})^2$$

$$= (|V_{IN}| \cos 2\pi f_{IN} t - |V_{LO}| \cos 2\pi f_{LO} t)^2$$

$$= |V_{IN}|^2 \cos^2 2\pi f_{IN} t + |V_{LO}|^2 \cos^2 2\pi f_{LO} t$$

$$- 2 |V_{IN}| |V_{LO}| \cos 2\pi f_{IN} t \cos 2\pi f_{LO} t$$

$$= \frac{1}{2} |V_{IN}|^2 + \frac{1}{2} |V_{LO}|^2 + \frac{1}{2} |V_{IN}|^2 \cos 2\pi (2f_{IN}) t$$

$$+ \frac{1}{2} |V_{LO}|^2 \cos 2\pi (2f_{LO}) t - |V_{IN}| |V_{LO}| \cos 2\pi (f_{IN}$$

$$+ f_{LO}) t - |V_{IN}| |V_{LO}| \cos 2\pi (f_{IN} - f_{LO}) t$$

[0073] That is, the sum of 2 cycle (fIN, fLO) and the component of a difference are contained in difference current delta I. since both collector-currents IC1 and this IC2 are differential current here — respectively — a formula 41 — said — it can express 42

[0074]

[Equation 41]

$$I_{c1} = \frac{1}{2} (\alpha_F I_o + \Delta I)$$

[0075]

[Equation 42]

$$I_{c2} = \frac{1}{2} (\alpha_F I_o - \Delta I)$$

[0076] Therefore, output voltage V_O It can be found with a formula 43 and the sum of 2 cycle (fIN, fLO) and the component of a difference are load resistance R_L . It is changed into voltage.

[0077]

[Equation 43]

$$\begin{aligned} V_o &= V_{cc} - R_L I_{c2} \\ &= V_{cc} - \frac{1}{2} R_L (\alpha_F I_o - \Delta I) \\ &= V_{cc} - \frac{1}{2} \alpha_F I_o R_L + \frac{1}{2} R_L \Delta I \end{aligned}$$

[0078] In addition, even if it changes difference current ΔI and collector-current I_{C1} into voltage, it is the same, and in any case, there is little consumed electric current, and, moreover, a frequency mixer circuit with the good frequency characteristic is obtained at it.

[0079]

[Effect of the Invention] Since one differential pair transistor which emitter size becomes from the transistor which is two [different, respectively], i.e., the so-called unbalance differential pair transistor, was constituted to the subject according to the frequency mixer circuit of this invention as explained above, reduction of the number of circuit elements can be aimed at, and operation becomes possible by the low battery. Consequently, it is effective in the ability to offer the frequency mixer circuit from which degradation of NF decreases and a good RF property is acquired by the few consumed electric current.

[Translation done.]

* NOTICES *

Japan Patent Office is not responsible for any damages caused by the use of this translation.

- 1.This document has been translated by computer. So the translation may not reflect the original precisely.
- 2.**** shows the word which can not be translated.
- 3.In the drawings, any words are not translated.

DESCRIPTION OF DRAWINGS

[Brief Description of the Drawings]

[Drawing 1] It is the circuit diagram of the frequency mixer circuit concerning one example of this invention.

[Drawing 2] It is the circuit diagram of the conventional frequency mixer circuit.

[Drawing 3] It is the circuit diagram of the conventional frequency mixer circuit.

[Description of Notations]

Q1 Transistor

Q2 Transistor

I0 Constant current source

VIN Input voltage

VLO Input voltage

VO Output voltage

VCC Supply voltage

[Translation done.]

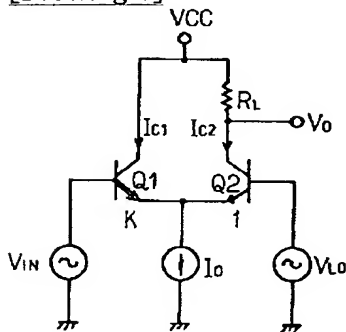
* NOTICES *

Japan Patent Office is not responsible for any damages caused by the use of this translation.

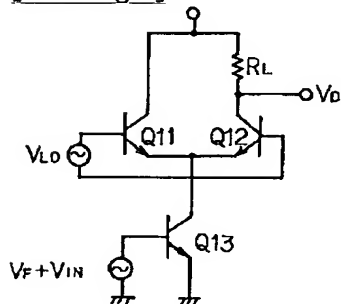
- 1.This document has been translated by computer. So the translation may not reflect the original precisely.
- 2.**** shows the word which can not be translated.
- 3.In the drawings, any words are not translated.

DRAWINGS

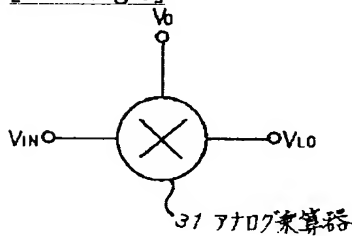
[Drawing 1]



[Drawing 2]



[Drawing 3]



[Translation done.]

(19)日本国特許庁 (J P)

(12) 公 開 特 許 公 報 (A)

(11)特許出願公開番号

特開平5-114823

(43)公開日 平成5年(1993)5月7日

(51)Int.Cl.⁵

識別記号

庁内整理番号

F I

技術表示箇所

H 0 3 D 7/12

B 8836-5 J

H 0 3 F 3/45

Z 7328-5 J

審査請求 未請求 請求項の数1(全 7 頁)

(21)出願番号 特願平3-302340

(22)出願日 平成3年(1991)10月22日

(71)出願人 000004237

日本電気株式会社

東京都港区芝五丁目7番1号

(72)発明者 木村 克治

東京都港区芝五丁目7番1号 日本電気株式会社内

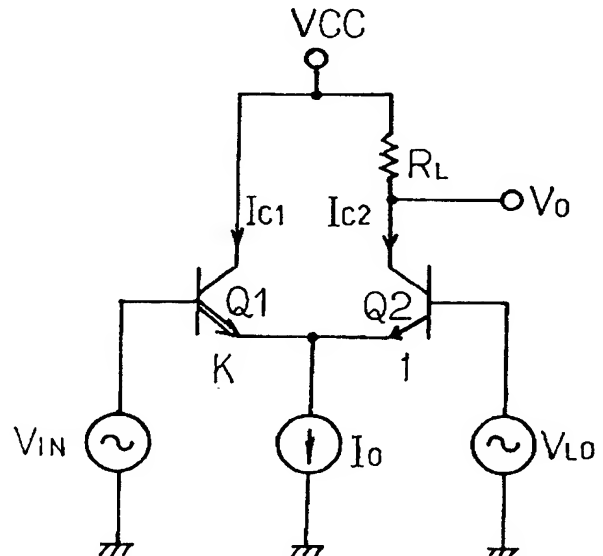
(74)代理人 弁理士 八幡 義博

(54)【発明の名称】 周波数ミキサ回路

(57)【要約】

【目的】 素子数が少なく、かつ低電圧から動作可能な周波数ミキサ回路を提供する。

【構成】 トランジスタQ1、Q2は、共通接続されるエミッタのサイズ(面積)比がK:1(K>1)である不平衡差動対トランジスタであり、定電流源I₀で駆動されるが、Q1のベースに第1の交流信号(電圧V_{IN})が印加され、又、Q2のベースに第2の交流信号(電圧V_{LO})が印加される。I_{C1}=(α_FI₀+ΔI)/2、I_{C2}=(α_FI₀-ΔI)/2であり、I_{C1}-I_{C2}=ΔIにはf_{IN}、f_{LO}の2周波の和と差の成分が含まれる。V₀=V_{CC}-R_LI_{C2}であるから、f_{IN}、f_{LO}の2周波の和と差の成分が負荷抵抗R_Lによって電圧に変換される。



【特許請求の範囲】

【請求項1】 エミッタサイズがそれぞれ異なる2つのトランジスタからなる差動対トランジスタと； 前記差動対トランジスタを駆動する定電流源と；を備え、前記差動対トランジスタは一方のトランジスタのベースに第1の交流信号が印加され、他方のトランジスタのベースに第2の交流信号が印加される；ことを特徴とする周波数ミキサ回路。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【産業上の利用分野】 本発明は、周波数ミキサ回路に係り、特にバイポーラ集積回路上に形成される周波数ミキサ回路に関する。

【0002】

【従来の技術】 従来の周波数ミキサ回路は、図2に示すように、差動増幅器(Q11、Q12)のカレントソース(Q13)の基準電圧 V_F に第1の周波数信号(電圧 V_{IN})を重ねさせ、差動増幅器の対入力に第2の周波数信号(電圧 V_{LO})を印加する構成か、或は、図3に示すように、ギルバートマルチプライヤなどのアナログ乗算器31の第1の入力対に第1の周波数信号(電圧 V_{IN})を印加し、第2の入力対に第2の周波数信号(電圧 V_{LO})を印加する構成である。以下、各回路について順に説明する。

【0003】 図2において、トランジスタを構成する接合ダイオードの電流特性は、数式1で表される。なお、数式1において、 I_E はエミッタ電流、 I_S は飽和電流、 q は単位電子電荷、 V_{BE} はベース・エミッタ間電圧、 k はボルツマン定数、 T は絶対温度である。

【0004】

【数1】

$$I_E = I_S \left\{ \exp\left(\frac{q V_{BE}}{k T}\right) - 1 \right\}$$

【0005】 ここで、 $V_T = k T / q$ とすると、 $V_{BE} \gg V_T$ である。従って、数式1において、 $\exp(V_{BE} / V_T) \gg 1$ とすると、エミッタ電流 I_E は数式2のように近似できる。

【0006】

【数2】

$$I_E \simeq I_S \exp\left(\frac{V_{BE}}{V_T}\right)$$

【0007】 このとき、トランジスタQ13のコレクタ電流 I_{C13} は数式3のようになる。

【0008】

【数3】

$$I_{C13} = I_{S13} \exp\left(\frac{V_F + V_{IN}}{V_T}\right)$$

【0009】 そして、定電流源 I_0 を数式4のようにおくと、コレクタ電流 I_{C13} は、数式5のようになる。

【0010】

【数4】

$$I_0 = I_{S13} \exp\left(\frac{V_F}{V_T}\right)$$

【0011】

【数5】

$$I_{C13} = I_0 \exp\left(\frac{V_{IN}}{V_T}\right)$$

【0012】 また、入力電圧 V_{LO} は、数式6に示すように、トランジスタQ11のベース・エミッタ間電圧 V_{BE11} とトランジスタQ12のベース・エミッタ間電圧 V_{BE12} の差である。

【0013】

【数6】

$$V_{BE11} - V_{BE12} = V_{LO}$$

【0014】 そこで、 V_{BE11} と V_{BE12} を数式7、同8のように仮定し、また数式7と同8における I_{S11} と I_{S12} は数式9に示すように等しいと仮定すると、数式6の入力電圧 V_{LO} は数式10のように表せる。

【0015】

【数7】

$$V_{BE11} = V_T \ln \left(\frac{I_{C11}}{I_{S11}} \right)$$

【0016】

【数8】

$$V_{BE12} = V_T \ln \left(\frac{I_{C12}}{I_{S12}} \right)$$

【0017】

【数9】

$$I_{S11} = I_{S12}$$

【0018】

【数10】

$$V_T \ln \left(\frac{I_{C11}}{I_{C12}} \right) = V_{LO}$$

【0019】 また、 α_F を電流増幅率とすると、コレクタ電流 I_{C11} と同 I_{C12} の和は数式11となる。

【0020】

【数11】

$$I_{C11} + I_{C12} = \alpha_F I_{C13}$$

【0021】 その結果、数式10と同11とから、コレクタ電流 I_{C11} 、同 I_{C12} は、数式12、同13と求まる。

【0022】

【数12】

$$I_{C11} = \frac{\alpha_F I_{C13}}{1 + \exp(-\frac{V_{L0}}{V_T})}$$

【0023】

【数13】

$$I_{C12} = \frac{\alpha_F I_{C13}}{1 + \exp(\frac{V_{L0}}{V_T})}$$

【0024】従って、両コレクタ電流の差電流 ΔI_1 は数式14で表せる。

【0025】

$$\tanh x = x - \frac{1}{3}x^3 \dots\dots (|x| \ll 1)$$

【0028】

【数16】

$$\exp x = 1 + \frac{x}{1!} + \frac{x^2}{2!} + \dots\dots$$

【数14】

$$\begin{aligned} \Delta I_1 &= I_{C1} - I_{C2} \\ &= \alpha_F I_{C13} \tanh\left(\frac{V_{L0}}{2V_T}\right) \end{aligned}$$

【0026】ここで、 $\tanh x$ は数式15のように表され、 $\exp x$ は数式16のように表されるので、これを用いて数式14を展開すると、数式17が得られ、差電流 ΔI_1 には入力電圧 V_{IN} と同 V_{L0} の積 $V_{IN} \cdot V_{L0}$ の項が含まれる。

【0027】

【数15】

【0029】

【数17】

$$\begin{aligned} \Delta I_1 &= \alpha_F I_0 \left(1 + \frac{V_{IN}}{V_T} + \frac{1}{2} \frac{V_{IN}^2}{V_T^2} + \dots\dots\right) \left(\frac{V_{L0}}{2V_T} - \frac{1}{3} \frac{V_{L0}^3}{8V_T^3} \dots\dots\right) \\ &= \alpha_F I_0 \left(\frac{V_{L0}}{2V_T} - \frac{1}{24} \frac{V_{L0}}{V_T^3} + \frac{V_{IN} \cdot V_{L0}}{2V_T^2} - \frac{V_{IN} \cdot V_{L0}^3}{24V_T^4} + \frac{V_{IN}^2 \cdot V_{L0}}{4V_T^3} \right. \\ &\quad \left. - \frac{V_{IN}^2 \cdot V_{L0}^3}{48V_T^5} \dots\dots\right) \end{aligned}$$

【0030】そこで、入力電圧 V_{IN} を数式18、入力電圧 V_{L0} を数式19のようにおくと、積 $V_{IN} \cdot V_{L0}$ は数式20となり、2周波(f_{IN} 、 f_{L0})の和と差の成分が得られる。そして、数式20から明らかなように、周波数特性を規定する因子は、専ら使用するトランジスタの周波数特性(f_T)である。即ち、高周波特性の良好な周波数ミキサ回路となっている。

【0031】

$$\begin{aligned} V_{IN} \cdot V_{L0} &= \frac{1}{2} |V_{IN}| |V_{L0}| [\cos \{2\pi (f_{IN} + f_{L0}) t\} \\ &\quad + \cos \{2\pi (f_{IN} - f_{L0}) t\}] \end{aligned}$$

【0034】ここで、 I_{C11} 、 I_{C12} は差動電流であるなら、これらは数式21、同22と表され、それぞれ $\pm (1/2) \Delta I_1$ を含んでいる。つまり、 I_{C11} や I_{C12} を電圧変換すれば良いのである。図2では I_{C12} が負

【数18】

$$V_{IN} = |V_{IN}| \cos 2\pi f_{IN} t$$

【0032】

【数19】

$$V_{L0} = |V_{L0}| \cos 2\pi f_{L0} t$$

【0033】

【数20】

荷抵抗 R_L によって電圧変換される。

【0035】

【数21】

$$I_{C11} = \frac{1}{2} (\alpha_F I_O + \Delta I_1)$$

【0036】

【数22】

$$I_{C12} = \frac{1}{2} (\alpha_F I_O - \Delta I_1)$$

【0037】次に、図3において、出力電圧 V_O は数式23で表される。なお、数式23において、 A はユニテ

$$V_O = \frac{A}{2} |V_{IN}| |V_{LO}| [\cos \{2\pi (f_{IN} + f_{LO}) t\} + \cos \{2\pi (f_{IN} - f_{LO}) t\}]$$

【0041】

【発明が解決しようとする課題】上述した従来の周波数ミキサ回路には、次のような問題がある。まず、図2に示す回路では、定電流源に信号を重畳させることが困難である。また、図3に示す回路では、乗算器の回路構成はトランジスタ数が多いので、NFが劣化し、回路電流を増加させないと良好な高周波特性が得られない。

【0042】本発明の目的は、NFの劣化の低減が図れ、少ない消費電流で良好な高周波特性が得られる周波数ミキサ回路を提供することにある。

【0043】

【課題を解決するための手段】前記目的を達成するために、本発明の周波数ミキサ回路は次の如き構成を有する。即ち、本発明の周波数ミキサ回路は、エミッタサイズがそれぞれ異なる2つのトランジスタからなる差動対トランジスタと； 前記差動対トランジスタを駆動する定電流源と； を備え、前記差動対トランジスタは一方のトランジスタのベースに第1の交流信号が印加され、他方のトランジスタのベースに第2の交流信号が印加される； ことを特徴とするものである。

【0044】

【作用】次に、前記の如く構成される本発明の周波数ミキサ回路の作用を説明する。本発明では、エミッタサイズがそれぞれ異なる2つのトランジスタからなる1つの差動対トランジスタ、即ち、所謂不平衡差動対トランジスタを主体に構成される。従って、回路素子数の低減が図れ、NFの劣化が少なくなる。また、低電圧で動作可能であるので、少ない消費電流で良好な高周波特性が得られる。

【0045】

【実施例】以下、本発明の実施例を図面を参照して説明する。図1は、本発明の一実施例に係る周波数ミキサ回路を示す。この周波数ミキサ回路は、1つの差動対トランジスタ(Q1、Q2)と、この差動対トランジスタを駆動する定電流源 I_O とを基本的に備え、一方のトラン

ジスタである。

【0038】

【数23】

$$V_O = A V_{IN} V_{LO}$$

【0039】これに数式18、同19を代入すると、数式20と同様の数式24が得られ、このアナログ乗算器31を用いるものも同様に周波数ミキサ回路となっているのである。

【0040】

【数24】

ジスタQ1のベースに(第1の)交流信号(電圧 V_{IN})が印加され、他方のトランジスタQ2のベースに(第2の)交流信号(電圧 V_{LO})が印加される。

【0046】ここに、トランジスタQ1、同Q2は、共通接続されるエミッタのサイズ(面積)がそれぞれ異なる不平衡差動対トランジスタを構成するが、そのエミッタサイズ比を $Q1:Q2=K:1$ ($K>1$)とし、以下動作を説明する。

【0047】電圧 V_1 を数式25のように入力電圧 V_{IN} と同 V_{LO} の差電圧とすると、この差電圧 V_1 は数式26のように両トランジスタのベース・エミッタ間電圧の差である。

【0048】

【数25】

$$V_1 = V_{IN} - V_{LO}$$

【0049】

【数26】

$$V_1 = V_{BE1} - V_{BE2}$$

【0050】ここで、両トランジスタのベース・エミッタ間電圧は、前記数式7、同8と同様の数式27、同28で表せる。

【0051】

【数27】

$$V_{BE1} = V_T \ln \frac{I_{C1}}{I_{S1}}$$

【0052】

【数28】

$$V_{BE2} = V_T \ln \frac{I_{C2}}{I_{S2}}$$

【0053】そして、飽和電流 I_{S1} 、同 I_{S2} については、エミッタサイズ比が K であるから、数式29のように関係付けられる。

【0054】

【数29】

$$I_{S1} = K I_{S2}$$

【0055】 従って、両トランジスタのコレクタ電流 I_{C1} 、同 I_{C2} の比は数式30となる。

【0056】

【数30】

$$\frac{1}{K} \frac{I_{C1}}{I_{C2}} = \exp\left(\frac{V_1}{V_T}\right)$$

【0057】 また、 α_F を電流増幅率とすると、定電流源 I_0 と両トランジスタのコレクタ電流 I_{C1} 、同 I_{C2} との間には数式31の関係がある。

【0058】

【数31】

$$I_{C1} + I_{C2} = \alpha_F I_0$$

【0059】 従って、両トランジスタのコレクタ電流 I_{C1} 、同 I_{C2} は数式32、同33と求まる。

【0060】

【数32】

$$I_{C1} = \frac{\alpha_F I_0}{1 + \frac{1}{K} \exp\left(-\frac{V_1}{V_T}\right)}$$

【0061】

【数33】

$$I_{C2} = \frac{\alpha_F I_0}{1 + K \exp\left(\frac{V_1}{V_T}\right)}$$

【0062】 ここで、 K を V_T と本発明に係る V_K とを用いて数式34のように定義すると、本発明に係る V_K は数式35のように表せる。

【0063】

【数34】

$$K = \exp\left(\frac{V_K}{V_T}\right)$$

【0064】

【数35】

$$V_K = V_T \ln K$$

【0065】 すると、数式32、同33は、それぞれ数式36、同37と書き換えることができる。

【0066】

【数36】

$$I_{C1} = \frac{\alpha_F I_0}{1 + \exp\left(-\frac{V_1 + V_K}{V_T}\right)}$$

【0067】

【数37】

$$I_{C2} = \frac{\alpha_F I_0}{1 + \exp\left(\frac{V_1 + V_K}{V_T}\right)}$$

【0068】 従って、両コレクタ電流の差電流 ΔI は数式38と表せる。

【0069】

【数38】

$$\Delta I = I_{C1} - I_{C2}$$

$$= \alpha_F I_0 \tanh\left(\frac{V_1 + V_K}{2 V_T}\right)$$

【0070】 そして、前記数式15を用いて展開すると、数式39となり、差電流 ΔI には差電圧 V_1 の2乗の項が含まれている。これは、前記数式25で与えられる。そこで、入力電圧 V_{IN} 、同 V_{LO} を前記数式18、同19のように定義すると、差電圧 V_1 の2乗は、数式40と求まる。

【0071】

【数39】

$$\begin{aligned}
\Delta I &= \alpha_F I_0 \left\{ \frac{V_1 + V_K}{2 V_T} - \frac{1}{3} \frac{(V_1 + V_K)^3}{8 V_T^3} \dots \right\} \\
&= \alpha_F I_0 \left\{ \frac{V_1 + V_K}{2 V_T} - \frac{1}{24 V_T^3} (V_1^3 + V_K^3 + 3 V_K V_1^2 + 3 V_K^2 V_1) \dots \right\} \\
&= -\frac{\alpha_F I_0}{V_T^3} \left\{ \frac{1}{24} V_K^3 - \frac{1}{2} V_T^2 V_K + \left(\frac{1}{8} V_K^2 - \frac{1}{2} V_T^2 \right) V_1 + \frac{1}{8} V_K V_1^2 \right. \\
&\quad \left. + \frac{1}{24} V_1^3 \dots \right\}
\end{aligned}$$

【0072】

【数40】

$$\begin{aligned}
V_1^2 &= (V_{IN} - V_{LO})^2 \\
&= (|V_{IN}| \cos 2\pi f_{IN} t - |V_{LO}| \cos 2\pi f_{LO} t)^2 \\
&= |V_{IN}|^2 \cos^2 2\pi f_{IN} t + |V_{LO}|^2 \cos^2 2\pi f_{LO} t \\
&\quad - 2 |V_{IN}| |V_{LO}| \cos 2\pi f_{IN} t \cos 2\pi f_{LO} t \\
&= \frac{1}{2} |V_{IN}|^2 + \frac{1}{2} |V_{LO}|^2 + \frac{1}{2} |V_{IN}|^2 \cos 2\pi (2f_{IN}) t \\
&\quad + \frac{1}{2} |V_{LO}|^2 \cos 2\pi (2f_{LO}) t - |V_{IN}| |V_{LO}| \cos 2\pi (f_{IN} \\
&\quad + f_{LO}) t - |V_{IN}| |V_{LO}| \cos 2\pi (f_{IN} - f_{LO}) t
\end{aligned}$$

【0073】即ち、差電流 ΔI には、2周波(f_{IN} 、 f_{LO})の和と差の成分が含まれる。ここに、両コレクタ電流 I_{C1} 、 I_{C2} は、差動電流であるから、それぞれ数式41、同42と表せる。

【0074】

【数41】

$$I_{C1} = \frac{1}{2} (\alpha_F I_0 + \Delta I)$$

【0075】

【数42】

$$I_{C2} = \frac{1}{2} (\alpha_F I_0 - \Delta I)$$

【0076】従って、出力電圧 V_O は、数式43と求まり、2周波(f_{IN} 、 f_{LO})の和と差の成分が負荷抵抗 R_L によって電圧に変換される。

【0077】

【数43】

$$\begin{aligned}
V_O &= V_{CC} - R_L I_{C2} \\
&= V_{CC} - \frac{1}{2} R_L (\alpha_F I_0 - \Delta I) \\
&= V_{CC} - \frac{1}{2} \alpha_F I_0 R_L + \frac{1}{2} R_L \Delta I
\end{aligned}$$

【0078】なお、差電流 ΔI やコレクタ電流 I_{C1} を電圧に変換しても同様であり、何れの場合にも、消費電流が少なく、しかも周波数特性の良好な周波数ミキサ回路が得られる。

【0079】

【発明の効果】以上説明したように、本発明の周波数ミキサ回路によれば、エミッタサイズがそれぞれ異なる2

つのトランジスタからなる1つの差動対トランジスタ、即ち、所謂不平衡差動対トランジスタを主体に構成したので、回路素子の低減が図れ、低電圧で動作可能となる。その結果、NFの劣化が少なくなり、また、少ない消費電流で良好な高周波特性が得られる周波数ミキサ回路を提供できる効果がある。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明の一実施例に係る周波数ミキサ回路の回路図である。

【図2】従来の周波数ミキサ回路の回路図である。

【図3】従来の周波数ミキサ回路の回路図である。

【符号の説明】

Q1 トランジスタ

Q2 トランジスタ

I₀ 定電流源

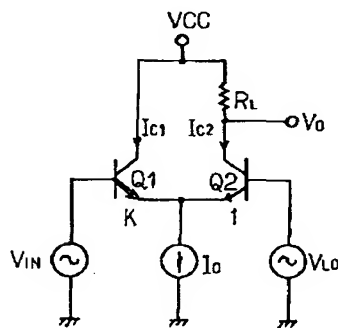
V_{IN} 入力電圧

V_{LO} 入力電圧

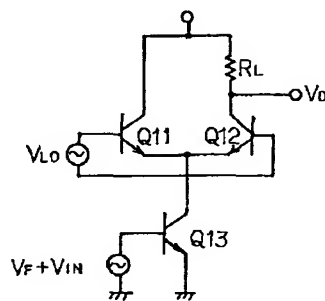
V_O 出力電圧

V_{CC} 電源電圧

【図1】



【図2】



【図3】

